



日本特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年 2月13日  
Date of Application:

出願番号 特願2003-035111  
Application Number:

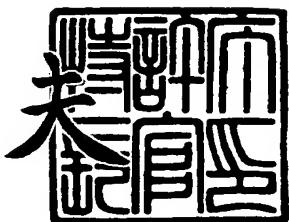
[ST. 10/C] : [JP2003-035111]

出願人 セイコーエプソン株式会社  
Applicant(s):

2003年12月11日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康





【書類名】 特許願  
【整理番号】 J0097996  
【提出日】 平成15年 2月13日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H03H 9/25  
【発明者】  
【住所又は居所】 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーホームズ株式会社内  
【氏名】 ▲高▼木 道明  
【発明者】  
【住所又は居所】 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーホームズ株式会社内  
【氏名】 押尾 政宏  
【発明者】  
【住所又は居所】 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーホームズ株式会社内  
【氏名】 林 智  
【発明者】  
【住所又は居所】 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーホームズ株式会社内  
【氏名】 米谷 克朗  
【特許出願人】  
【識別番号】 000002369  
【氏名又は名称】 セイコーホームズ株式会社  
【代理人】  
【識別番号】 100095728  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 上柳 雅裕  
【連絡先】 0266-52-3139

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100107076

## 【弁理士】

【氏名又は名称】 藤綱 英吉

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100107261

## 【弁理士】

【氏名又は名称】 須澤 修

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013044

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0109826

【プルーフの要否】 要

【書類名】明細書

【発明の名称】縦2重モード型 SAW フィルタ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】圧電体平板上に、弹性表面波を励振する第1のすだれ状電極と、前記第1のすだれ状電極で励振された弹性表面波を受信する第2のすだれ状電極と、前記第1と第2のすだれ状電極の中間に、励起された弹性表面波の振幅を制御する目的で配置した第3のすだれ状電極と、さらに前記第1と第2と第3のすだれ状電極の両側に1対の反射器を前記弹性表面波の伝搬方向（縦方向X）に配置して共振子型の縦2重モード型 SAW フィルタを構成し、

前記反射器と前記第1、第2及び第3のすだれ状電極は、前記圧電体平板上に金属の平行導体を周期的に配置して構成し、

前記反射器と前記第1および前記第2のすだれ状電極間の最も近接した平行導体間の距離は、すだれ状電極の1周期長が有するラインとスペースのうちスペースあるいは（1周期長+スペース）からなり、

前記第1のすだれ状電極と第3のすだれ状電極間および、前記第2のすだれ状電極と第3のすだれ状電極間に、接地電位側に接続した交差導体1及び交差導体2を配置し、該交差導体幅とその両側のスペース幅の合計長D1、D2が、弹性表面波の波長を $\lambda$ として、 $n = 0, 1, 2, \dots$ の整数として、 $n (\lambda/2) + (1/4) \lambda$ 、あるいは $n (\lambda/2) + (3/4) \lambda$ となるように構成した上で、前記D1、D2を決定するnが1から10の範囲であり、

前記第1のすだれ状電極および前記第2のすだれ電極の平行導体の配列周期長PT1、PT2 = PT1、前記第3のすだれ状電極の配列周期長PTG、反射器の配列周期長PRの寸法を、 $PT1, PT2 = < PR, PTG/PT1 = PTG/PT2 = PTNG$ の関係に設定し、

前記第1と第2の各々のすだれ状電極領域において、高次固有モード振動変位A0, S1, A1のほぼ全体を存在させ、かつ前記振動の固有モードによって電極上に発生する電極電荷分布関数Q(x)の極性変化点で位相符号が0あるいは $\pi$ に変化するBPSK符号に対応する電極指位相重み付けを形成して、利用する前記弹性表面波の伝搬方向Xに定在する单一の固有モード対を選択して、前記第

1のすだれ状電極と前記第2のすだれ状電極の領域に対応して、対称電荷分布状態 ( $Q(x), -Q(x)$ ) および 斜対称電荷分布状態 ( $Q(x), Q(x)$ ) を発生させて、さらに制御する電極の前記第3のすだれ状電極の領域の前記PTNGを1.02～1.04の範囲に設定することにより、両者を結合せしめて構成したことを特徴とする縦2重モード型SAWフィルタ。

**【請求項2】** 前記圧電体平板が、水晶Yカット平板を電気軸回りに反時計方向に35度から42度回転した平板におけるZ'軸方向に伝播する弾性表面波を利用するSTWカットであり、アルミニウム電極の膜厚H対弾性表面波の波長λの比H/λは0.03から0.05であり、前記のすだれ上電極の対となる電極指のトータル和Mが90対から150対であり、前記Mに対応した電極指の交差幅が90から70波長の範囲であることを特徴とする請求項1記載の縦2重モードSAWフィルタ。

**【請求項3】** 前記第1と第2のすだれ状電極の電極指1本当に弾性表面波の反射係数γが0.06～0.16範囲であることを特徴とする請求項1記載の縦2重モード型SAWフィルタ。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

##### 【発明の属する技術分野】

本発明は、弾性表面波を利用して得られる共振子型の縦2重モード型SAWフィルタにおいて、使用する圧電体平板上に前記の素子を形成した際に、電極導体一本が有する弾性表面波の反射係数γがおよそ0.1前後と大きな場合におけるSAWフィルタの構成技術に関する。

##### 【0002】

##### 【従来の技術】

従来の共振子型の縦2重モード型SAWフィルタの構成法に関しては、2個のすだれ状電極（以下略してIDT（Interdigital Transducer）と称す。）を有するものについては、特許文献1に開示されており、また3個のIDTを有するものについては特許文献2に開示されている。

##### 【0003】

**【特許文献 1】**

特開昭 61-285814 号公報

**【特許文献 2】**

特開平 1-231417 号公報

**【特許文献 3】**

米国特許第 6335667 号明細書

**【非特許文献 1】**

エネルギー閉じ込め弹性表面波共振子、信学技法 U S 87-36, p  
p 9-16 (1987年9月)

**【0004】****【発明が解決しようとする課題】**

しかし、例えば圧電体平板が水晶 ST カットあるいは STW カットを使用した  
、前述の従来技術においては、前記素子の動作周波数が 800 MHz 以上になる  
に従って、前記縦 2 重モード型 SAW フィルタの挿入損失が大幅に増大するとい  
う傾向があった。

**【0005】**

特に前記 STW カットにおける STW 型 (Surface Transversal Wave) の弹性表面波を利用し、2.5 GHz の VCSO 用途の縦 2 重モード型 SAW フィルタを実現する場合には、前記素子の電極指 1 本当りの反  
射係数  $\gamma$  が 0.06 から 0.16 もの大きな条件で構成せざるを得ない場合があり  
(図 2 参照)、この状態においては IDT の対数 M の数が 60 から 80 と小さくな  
り、結果としてインピーダンス 50 Ω のフィルタ実現のためには IDT の電極指  
交差幅比 WCR が 130 波長と大きくなつて、電極の持つ抵抗値が増加する上に  
、単峰性の通過特性を示して挿入損失が 8 ~ 12 dB と大きく増大し性能劣化が  
生じるとともに、所望の帯域幅が得られないという課題があった。

**【0006】**

具体的には、図 9 が従来の縦 2 重モード型 SAW フィルタのもつ伝送特性の一  
例であつて、横軸は周波数軸であり、フィルタの中心周波数で規格化した周波数  
変化率  $df/f$  (ppm) で表しており、縦軸は動作伝送量 Sb (dB) である

。902は問題の通過帯の特性であって単峰形状を呈しているため、3dB帯域幅は200ppm程度であってVCSO用途としては不十分である。挿入損失は伝送特性901のSB(f)の最小値Sbminにて表されるが、実験によれば前記の3dB帯域幅が小さくなるほど挿入損失Sbminは大きくなる傾向をもつ。また前記図2は水晶において、圧電体平板の方位角がオイラー角で( $\phi, \theta, \psi$ ) = (0, 130±5, 90)であるSTW基板において、電極の線幅LとスペースSの和であるP=S+Lの比である線幅比 $\eta=L/P$ を横軸にして、縦軸に電極1本当たりの弾性表面波の反射係数 $\gamma$ をとて、利用する弾性表面波の波長 $\lambda$ と電極膜厚みHの比H/ $\lambda$ が0.03と0.05の場合についての関係を計算して結果を図示したものである。括弧内は素子周波数2.5GHzの場合においてであり、H/ $\lambda$ が0.03の場合が61.5nm、0.05の場合には102.6nm(10<sup>-9</sup>m)である。図2から通常使用する線幅比 $\eta=0.5$ において、電極1本当たりの反射係数 $\gamma$ が0.06から0.16と大きくなることがわかる。

### 【0007】

そこで本発明は前述の問題点を解決するもので、その目的とするところは、周波数温度特性に優れたSTWカットを用いて、2.5GHzのVCSO(電圧制御SAW発振器)の周波数可変幅が十二分にとれるように、500ppm程度の帯域幅を確保した上で、6dB程度の挿入損失を有する縦2重モード型SAWフィルタ実現することにある。

### 【0008】

#### 【課題を解決するための手段】

本発明の縦2重モード型SAWフィルタは、圧電体平板上に、弾性表面波を励振する第1のすだれ状電極と、前記第1のすだれ状電極で励振された弾性表面波を受信する第2のすだれ状電極と、前記第1と第2のすだれ状電極の中間に、励起された弾性表面波の振幅を制御する目的で配置した第3のすだれ状電極と、さらに前記第1と第2と第3のすだれ状電極の両側に1対の反射器を前記弾性表面波の伝搬方向(縦方向X)に配置して共振子型の縦2重モード型SAWフィルタを構成し、

前記反射器と前記第1、第2及び第3のすだれ状電極は、前記圧電体平板上に

金属の平行導体を周期的に配置して構成し、

前記反射器と前記第1および前記第2のすだれ状電極間の最も近接した平行導体間の距離は、すだれ状電極の1周期長が有するラインとスペースのうちスペースあるいは（1周期長+スペース）からなり、

前記第1のすだれ状電極と第3のすだれ状電極間および、前記第2のすだれ状電極と第3のすだれ状電極間に、接地電位側に接続した交差導体1及び交差導体2を配置し、該交差導体幅とその両側のスペース幅の合計長D1、D2が、弾性表面波の波長をλとして、 $n = 0, 1, 2, \dots$ の整数として、 $n(\lambda/2) + (1/4)\lambda$ 、あるいは $n(\lambda/2) + (3/4)\lambda$ となるように構成した上で、前記D1、D2を決定するnが1から10の範囲であり、

前記第1のすだれ状電極および前記第2のすだれ電極の平行導体の配列周期長PT1、PT2=PT1、前記第3のすだれ状電極の配列周期長PTG、反射器の配列周期長PRの寸法を、 $PT1, PT2 = <PR, PTG/PT1 = PTG/PT2 = PTNG$ の関係に設定し、

前記第1と第2の各々のすだれ状電極領域において、高次固有モード振動変位A0, S1, A1のほぼ全体を存在させ、かつ前記振動の固有モードによって電極上に発生する電極電荷分布関数Q(x)の極性変化点で位相符号が0あるいは $\pi$ に変化するBPSK符号に対応する電極指位相重み付けを形成して、利用する前記弾性表面波の伝搬方向Xに定在する单一の固有モード対を選択して、前記第1のすだれ状電極と前記第2のすだれ状電極の領域に対応して、対称電荷分布状態(Q(x), -Q(x))および斜対称電荷分布状態(Q(x), Q(x))を発生させて、さらに制御する前記第3のすだれ状電極の領域の前記PTNGを1.02～1.04の範囲に設定することにより、両者を結合せしめて構成したことを特徴とする。

### 【0009】

上記構成によれば、超高周波数である2.5GHzの縦2重モード型SAWフィルタを実現する場合において、素子の電極膜を厚めに設定せざるを得ないために、反射係数γが0.06から0.16と大きくなる。このような条件下においてさえも、フィルタの伝送特性を平坦化でき、さらにトータルなIDT対数Mを9

0～150対と大きくでき、逆に電極指交差幅WCRは90～70波長程度に短く設定できるため、挿入損失Sbminを6dB程度の低損失なものが実現できる。

#### 【0010】

本発明の縦2重モード型SAWフィルタは、前記圧電体平板が、水晶Yカット平板を電気軸回りに反時計方向に35度から42度回転した平板におけるZ'軸方向に伝播する弾性表面波を利用するSTWカットであり、アルミニウム電極の膜厚H対弾性表面波の波長λの比H/λは0.03から0.05であり、前記のすだれ上電極のトータル和Mが90対から150対であり、前記Mに対応して電極指の交差幅が90から70波長の範囲であることを特徴とする。

#### 【0011】

上記構成によれば、1電極導体当たりの、基板の弾性表面波の反射係数γが0.06から0.16と大きくなる圧電体平板に該当しており、本発明の前述の構成が極めて有効である。このような条件化においてさえも、トータルなIDT対数Mを90～150対と大きくでき、逆に電極指交差幅比WCRは90～70波長程度に短く設定できる結果、挿入損失Sbminを6dB程度の低損失なものが実現できる。

#### 【0012】

また、上記構成によれば、前記カット角範囲のSTWカットであれば、STカットより高速な約5000m/secの表面波速度が利用でき、線幅寸法が約5/3に大きくでき加工が容易となる他に、周波数温度特性が零温度係数をもち、かつ、2.5GHzのVCSO用途に必要な帯域幅500ppmを有する縦2重モードSAWフィルタが実現でき、周波数安定度および位相ノイズ特性に優れた周波数標準源を市場に提供できる。

#### 【0013】

本発明の縦2重モード型SAWフィルタは、前記第1と第2のすだれ状電極の電極指1本当りの弾性表面波の反射係数γが0.06から0.16範囲であることを特徴とする。

#### 【0014】

上記構成において、本発明の高次固有モード振動変位A0, S1, A1を使用した本発明の構成が極めて有効となり、反射係数が約0.01～0.02の水晶STカットより大幅に大きいために、素子長さが1/3程度に小型でかつ優れた性能のフィルタが実現できる。

### 【0015】

#### 【発明の実施の形態】

本発明の具体的な実施例を説明する前に、先ず本発明に係わる基本的な事項に付き説明する。

### 【0016】

水晶、タンタル酸リチウム(LiTaO<sub>3</sub>)、ニオブ酸リチウム(LiNbO<sub>3</sub>)、KNO<sub>3</sub>結晶等の圧電体材料から平板を切り出して、その表面を鏡面研磨した後、レイリー型、リーキー型、ラム型、SH型等の弾性表面波の位相伝搬方向に対して直交して、アルミニウム、銅等の金属からなる多数の電極指を周期的に平行配置してIDTを形成し、さらにその両側に一対の反射器を、前記と同様に多数のストリップ導体を平行かつ周期的に配置すれば、1ポート型SAW共振子を得ることができる。

### 【0017】

前記の1ポート型SAW共振子において、前記IDTを構成する際の要点として、正電極と負電極を1対としてM対からなるIDTを構成した場合に、IDTの電極全体でのトータル反射係数 $\Gamma$ を次式(1)の通り定義した上で、 $1.0 > \Gamma > 0.8$ とすれば、振動エネルギーが共振子の中央に集中した、いわゆるエネルギー閉込型SAW共振子(非特許文献1参照)を実現できることが知られている。

### 【0018】

#### 【数1】

$$\Gamma = 4MbH/\lambda \quad (1)$$

### 【0019】

但し、ここでMは前記IDTの対数、bは係数であって電極1本当たりの弾性表

面波の反射係数 $\gamma$ は、 $\gamma = b H / \lambda$ で与えられる。Hは前記導体の膜厚、 $\lambda$ は弾性表面波の波長で、fを周波数として弾性表面波の速度 $V_s$ とは $V_s = f \lambda$ の関係にある。

#### 【0020】

例えば、STカット水晶板でAl導体で形成されたIDTであれば、 $b = 0.255$ 、 $H / \lambda = 0.03$ としてM=80対とすれば、図1の1ポートSAW共振子を構成できる。このとき $\Gamma = 2.448$ 程度となる。

#### 【0021】

本発明の縦2重モードSAWフィルタの基本構造は、前記1ポート型SAW共振子のIDTの対数Mを3つに分割して、入出力IDTと制御IDTとしてフィルタを構成したものである。

#### 【0022】

以下、本発明の縦2重モード型SAWフィルタの実施の形態について、図1と図13を用いて示し、その動作原理を図3と図14により説明し、さらに振動変位の状態を従来の技術による図10、図11、図12と本発明の技術である図4、図5、図6とを比較して説明し、さらに図7と図8に本発明のフィルタの伝送特性を示す。

#### 【0023】

##### (実施例)

図1は本発明の縦2重モード型SAWフィルタの一実施例である。図1中の各部位の名称は、100は圧電体平板、破線にて囲まれた全体101と102は反射器1と反射器2、103、105と104はすだれ状電極(IDT1, IDT3, IDT2)、106と107等は反射器1および反射器2のストリップ導体、108と109等は各々、前記IDT1(103)の正極側電極指と負極(接地側)電極指、直線115は前記ストリップ導体及び電極指に直交する弾性表面波伝搬方向であるX軸であり、前記軸115に直交して、すだれ状電極IDT1, IDT2の極性を階段状関数112で表示した。さらに、120と121は各IDT間の電極指間を弾性表面波の伝搬路を交差して接続する交差導体1と交差導体2と呼ぶものである。ただし、120の片端部は切れた状態になっている。

122は102の送信側IDT1の正極の電極指群を接続する給電導体110に接続する信号源、123は受信側のIDT2の正極側電極指群をたばねる給電導体111に接続する負荷抵抗、124と125の記号は本発明の縦2重モードSAW型フィルタを外部接地端子（外付けの容器アース等）に接続した状態を表わす。反射器1（101）、反射器2（102）の周期的に配列されたストリップ導体の周期長をPR（1160と1161）で表し、IDT1（103）、IDT2（104）、IDT3（105）の電極指の周期長を各々PT1（117）、PT2（118）、PTG（119）で表している。

#### 【0024】

前記圧電体平板100は例えば、水晶単結晶より切出され、鏡面研磨が施された水晶板（STWカット等）、あるいはSi基板上にダイヤモンド薄膜を成長させ、さらにまたその上に圧電性を有するZnO等を薄膜形成したような圧電基板である。また、LiTaO<sub>3</sub>、KNNO<sub>3</sub>結晶等の圧電体材料から平板を切り出したものでもよく、その表面を鏡面研磨したものから作られる。

#### 【0025】

しかしながら、本発明のフィルタの構成が極めて有効な場合は水晶STWカット基板の場合であり、この詳細を図13に示す。図中の1302の電気軸Xと1303の機械軸Yと1304の光軸Zは相互に直交して水晶結晶の右手直交座標系である基本軸をなしている。この基本軸において、1303の機械軸に垂直して、電気軸と光軸を2辺とする平板1301は通称Yカットと呼ばれている。前記Yカットを電気軸回りに反時計方向におよそθ=35度から42度まで回転してできる平板1300が本発明の対象となるSTWカットである。さらにSTWカットにおいて、利用する弾性表面波として、変位が表面集中型のSH波の位相伝播方向は、図中の1305のZ'軸方向である。1306は本発明の縦2重モード型SAW型フィルタのチップ（圧電体平板）であって、本発明の図1のX軸（115）は前記1305のZ'に一致させて使用する。この場合において、角度ψは90±0.1度程度である。前記のSTWカットにおいて、前記電極膜厚比H/λが0.03から0.05に対して、IDT1およびIDT2を形成する電極指1本当に弾性表面波の反射係数γが0.06から0.16に達することが計算

で求めることができた（前述の図2）。0.02以上の反射係数 $\gamma$ となれば、電極による弾性波の変位と位相の変調度が増大する結果、IDT1およびIDT2の電極領域下に振動変位が閉じ込められというエネルギー閉じ込め現象が顕著にあらわれて、IDT1（入力側）からIDT2（出力側）への弾性波エネルギーの伝播が生じなくなってフィルタの挿入損失特性を8から12dBと著しく劣化させる。このとき単峰性のフィルタ伝送特性を示すことになることがわかった（図9参照）。

#### 【0026】

又前記IDT103、104と105及び反射器101と102を形成する導体パターンは、圧電体平板上に、Al等の導体金属膜を蒸着あるいはスパッタ等の薄膜形成手段により形成した上で、フォトリソグラフィ技術によりパターン形成して得られる。前記3個のIDT及び1対の反射器全体で2端子対の縦2重モード型SAWフィルタを構成している。

#### 【0027】

前記縦2重モード型SAWフィルタを構成する際の要点は、まず第1に、電極指109（負電極）と108（正電極）を1対と数えて、前記3個のIDT1、IDT2、IDT3全体が有する総対数をM対としたときに、IDTの電極全体でのトータル反射係数 $\Gamma$ を前述の（1）式の通り定義した上で、 $1.0 > \Gamma > 0.8$ としたいわゆるエネルギー閉込型SAW共振子を構成することである。

#### 【0028】

例えば、水晶のSTカットにおいて、Al導体で形成されたIDTであれば、 $b = 0.255$ 、 $H/\lambda = 0.03$ として $M = 80$ 対とすれば、十分に図1の1ポートSAW共振子を構成できる。このとき $\Gamma = 2.448$ 程度となることはすでに述べた通りである。この場合における電極1本当りの弾性表面波の反射係数 $\gamma$ は、 $\gamma = b (H/\lambda) = 0.255 \times 0.03 = 0.00765$ となっている。

#### 【0029】

しかしながら本発明においては、前記の電極指1本当りの反射係数 $\gamma$ が同一の膜厚比 $H/\lambda$ において、数倍大きなSTWカットとか、ダイヤモンド薄膜基板においても、前記Mを80の数倍の150対までと十二分に多くして使用し、フィ

ルタのインピーダンスを  $50\Omega$  に整合した上で、挿入損失  $S_b$  を低減することが目的である。前記Mとしては、下側は水晶STカットの従来品の水準である90程度から、上側は基板の反射係数によるが、フィルタ作成上は共振子の共振先鋒度（Q値）の低下を考慮して150対の範囲が実験結果からみて妥当であった。この範囲のMにおいて、例えば対数Mを従来のm倍とすることにより、IDT1とIDT2の電極指交差幅比WCR（=  $W_c/\lambda$ ）を  $1/m$  と著しく小さくして、電極指の幅長  $W_c$  に比例して存在する導体抵抗を  $1/m$  低減させて、挿入損失を大幅に改善できることによる。

#### 【0030】

このようにすることにより、IDT1とIDT2の電極指交差幅比WCR（=  $W_c/\lambda$ ）を  $1/m$  と著しく小さくして、電極指の幅長  $W_c$  に比例して存在する導体抵抗を  $1/m$  低減させて、挿入損失を大幅に改善できることによる。

#### 【0031】

本発明の場合には、前記Mを3つのIDT1と、IDT2、IDT3に分割して、第1のIDT1をフィルタの送信側にし、IDT2を受信側に配置、IDT3は制御用としたものである。さらに本発明にあっては、前記Mを大きく設定できるように、あらたに前記入力側IDT1および出力側IDT2に、所定の手順によって決定される位相重み関数W(x)（図1の112）により電極指の極性切り替えを行っていることが重要である。

#### 【0032】

また、前記反射器と前記第1および前記第2のIDT間の最も接した平行導体間の距離は、IDTの1周期長（PT1=PT2=L+Sのこと）が有するライン（金属導体で被覆された部位L）とスペース（金属導体が無い部位S）のうちスペースとする、あるいは（1周期長+スペース）としてもよく、さらにnを整数として（n周期長+スペース）としても特性は変わらない。

#### 【0033】

つぎに構成上の第2の要点は、図1中の前記IDT1、IDT2、IDT3が特定の前記電極周期長PR、PT1、PT2、PTGをもつことである。本発明においては、前記第1のすだれ状電極および前記第2のすだれ電極の平行導体の

配列周期長 P T 1、 P T 2 = P T 1、 前記第3のすだれ状電極の配列周期長 P T G、 反射器の配列周期長 P R の寸法を、 P T 1、 P T 2 = < P R, P T G / P T 1 = P T G / P T 2 = P T N G として、 ここで P T N G = 1.02 から 1.04 と大幅に 1 からはずれた値に設定する。この場合において、前記の配列周期長を弾性表面波の速度によって周波数に換算した周波数ポテンシャル F P で表すと、 素子設計パラメータの定量化に便利である。 I D T 1 は周波数ポテンシャル値 F P 1 を、 I D T 2 は周波数ポテンシャル値 F P 2 (= F P 1) を、 I D T 3 は周波数ポテンシャル値 F P 3 を有する。これらの周波数ポテンシャルと周期長との関係式はつぎのような関係となる。即ち、  $F P 1 = V_S / (2 P T 1)$  、  $F P 2 = V_S / (2 P T 2)$  、  $F P 3 = V_S / (2 P T 3)$  、  $F P_R = V_S / (2 P R)$  の関係にある。この表記法に従えば、前述の関係は  $F P 1 = F P 2$  かつ  $F P 3$  との周波数差が  $0.02 \sim 0.04$  ( $2 \sim 4\%$ ) と大きく設定できることが特徴であり、この範囲が特性上から望ましい。もっとも  $0.04$  以上の大きな範囲 ( $0.04 \sim 0.1$ ) であってよいが、素子特性上において通過帯域幅減少の不具合が発生することが許容できれば使用できる。これ程の寸法差を付ければ、  $2.5 \text{ GHz}$  の S TW カットの場合において、弾性表面波速度が  $V_S = 5100$  ( $\text{m/s e c}$ ) であるから、  $2 P T 1$  が  $2 \mu\text{m}$  となり、 10 倍の縮小投影マスク上では、  $20 \mu\text{m}$  対する寸法差が  $2 \sim 4\%$  であるから  $0.4 \sim 0.8 \mu\text{m}$  となって、十分にマスク及び素子製作が可能な寸法分解能である。

#### 【0034】

また、図1中の、120のD1と121のD2の交差導体幅は不要な共振モードを抑圧する目的で設けられている。前記の寸法D1、D2の交差導体幅を決定する条件について述べる。この条件は、单一の共振モードのみの発生を保証するためのものであり、前記 I D T 1 と I D T 3 間および、前記 I D T 2 と I D T 3 間に、接地電位側に接続したクロスバスバー導体を配置し、該クロスバスバー導体幅とその両側のスペース幅の合計長 D1、D2 が、利用する弾性表面波の波長を  $\lambda = 2$  (P T 1) あるいは  $2$  (P T 2) として、  $n (\lambda / 2) + (1 / 4) \lambda$  、あるいは  $n (\lambda / 2) + (3 / 4) \lambda$  (ただし  $n = 0, 1, 2, \dots$ ) となるように構成することが必要である。この条件からはずれた場合には、後述の S

0モードのさらに高周波数側 10000 ppm 付近に不要な非エネルギー閉じ込め型基本波モードが発生する。これは基板の属性のひとつである上側伝搬帯の放射波が原因である（特許文献 3 を参照）。

### 【0035】

つぎに本発明にとって重要な部分である図 1 の制御 IDT3 (105) の機能について、図 3 と図 14 を用いて説明する。

### 【0036】

まず図 3において、弾性表面波の位相伝播方向である X 軸方向の位置座標 X (単位は半波長)において、制御 IDT3 (105) の前記の比 PTNG を変化させた場合の基本波振動モード S0 の包絡線振幅 U (X) の状態を計算したものである。図 3において、反射器 1 は X = 0 ~ 300 の範囲、IDT1 は X = 300 ~ 394 の範囲、制御 IDT3 は X = 395 ~ 407 の範囲、IDT2 は X = 408 ~ 500 の範囲、反射器 2 は X = 501 ~ 800 の範囲に位置する。図中の 300 は PTNG = 1.00、301 は PTNG = 1.02、302 は PTNG = 1.04 の場合である。PTNG が大きくなるに従って、単峰の S0 モードは双峰に状態変化していることがみてとれる。この様に振動変位の状態を制御できることから、制御 IDT と名付けている。またその動作原理を図 14 にて説明することができる。図 14 は本発明の図 1 が示す縦 2 重モード型 SAW フィルタの各領域が有する波数分散曲線 (146 等) の周波数ポテンシャル配置を示したものである。図中の斜線の領域 (144 等) は弾性表面波の伝播領域、白地の 145 等は弾性表面波の非伝播帯(禁止帯)、146 は利用する基板と電極の膜厚み、線幅比  $\eta$  で決定される波数分散曲線、148 は位置座標の X 軸あるいは波数 k 軸をかねており、さらに 149 等は周波数軸である。各領域の周波数ポテンシャル配置は、反射器 1 および反射器 2 の周波数 FP\_R より、IDT1 と IDT2 の領域の周波数 FP1, FP2 が高く、制御 IDT3 の周波数 FP3 は DFP (143) 程度周波数が低く設定されている。DFP = FP1 - FP3 が 0.02 ~ 0.04 であれば、入力 IDT1 領域で発生した右への進行波 141 は制御 IDT3 の領域では伝播帯に存在し、そのまま反射されずに通過して IDT2 の領域に到達できるため損失が発生しない。さらにこれは反射器 2 に到達すると非伝播帯に存

在することとなり反射される（149）。また、IDT1領域において発生し、左に進行する弾性表面波は反射器1の領域では、非伝播帯に存在して反射される（142）。図中の白丸点は波の動作点（f, k）を示す。

### 【0037】

つぎに振動変位の状態を従来の技術による図10、図11、図12と本発明の技術である図4、図5、図6とを比較して説明し、さらに図7と図8に本発明のフィルタの特性を示して説明する。

### 【0038】

まず図10は、従来の技術により構成した400MHzの縦2重モード型SAWフィルタである。横軸は周波数であり周波数変化率  $df/f$  (ppm) で表示し、縦軸は動作伝送量 Sb (f) を単位 dB にて表示した。図中の1001が伝送特性、1002は縦基本波モードS0、1003は縦基本波斜対称モードA0、1004は高次モードである1次対称モードS1、1005は高次モードである1次斜対称モードA1である。縦2重モード型SAWフィルタの通過帯域幅は前記のS0とA0モードの共振から形成されている。つぎに図11は前述の図10の各振動モードに付き、振動変位の包絡線振幅U (X) を計算した結果を図示したものである。図中の1100が前記S0モード、1101がA0モード、1102がS1モード、1103が2次斜対称モードA1である。包絡線振幅U (X) の形状は振幅が零をとらない振幅変調がかかっていることがわかる。振幅の極大点の数が増える程、高次な振動モードに対応していることがわかる。

### 【0039】

つぎに図12において、IDT1とIDT2の電極領域において、電極指に発生する電荷Qの分布Q (X) を連続的に図示したものである。図中のIDT領域 (IDT1 + IDT2 + IDT3) において、各モードに対応してQ (X) は三角関数の関数形状となっていることがわかった。たとえばIDT領域の中央を原点  $X = 0$  とし、約  $k = \pi / 300$  を波数として、1200のS0モードは  $\cos(kX)$  であり、1201はA0モードであり  $\sin(2kX)$  、1202はS1モードであり  $\cos(3kX)$  、1203はA1モードであり  $\sin(4kX)$  となっている。この図のように電極指上の電荷分布Q (X) が周期的に変動す

る原因是、電極導体による弾性表面波の反射により、電極無しの場合には正負電極に周期的に発生していた振動電荷が、電極導体による弾性表面波の反射によつて、位相変調が発生しているものと推測することができる。

#### 【0040】

つぎに前述の従来例に対して、本発明による2.5 GHzの縦2重モード型SAWフィルタについて説明する。図7は本発明の実施例の一つであるA0モードを利用した場合の縦2重モード型SAWフィルタの伝送特性である。図中の横軸は周波数であって、周波数変化率 $df/f$  (ppm)で表示しており、縦軸は動作伝送量 $Sb(f)$ をdB単位で表示している。図中の701が伝送特性であり、702の小さく抑圧されたピークはS0モード構成されたフィルタ特性である。通過帯は500 ppmの幅をもって低損失な6.46 dBの平坦特性が得られている。破線の丸印で囲んだ周波数に対応して、斜対称(A0, A0)と対称(A0, -A0)のように記述して表す振動モード状態を形成して、縦2重モード型のSAWフィルタを構成している。

#### 【0041】

さらに説明すると、ここで使用された圧電体平板が、水晶Yカット平板を電気軸回りに反時計方向に35度から42度回転した平板におけるZ'軸方向に伝播する弾性表面波を利用するSTWカットであり、アルミニウム電極の膜厚Hと弾性表面波の波長 $\lambda$ の比 $H/\lambda$ は0.03から0.05であり、前記のすだれ上電極のトータル和Mが90対であり、かつ前記Mに対応して電極指の交差幅比WCRが90波長とした。

#### 【0042】

つぎに図4は前述の本発明の図7のフィルタが有する変位状態を図示したものである。図中の上段が対称(A0, -A0)状態の包絡線振幅401を、下段が斜対称(A0, A0)状態の包絡線振幅402を表示している。403の1点鎖線は制御IDT3が存在する位置である。前記1点鎖線の左側が入力IDT1の領域であり、その右側は出力IDT2の領域である。破線の円で示す部分404は前記IDT1とIDT2領域に存在するA0モードが、対称の場合A0と-A0間で、斜対称の場合はA0とA0間で結合する部分である。ただし、前記-A

0はA 0 モードの包絡線振幅U (X) の符号を $-U(X)$ と反転させたものと定義する。これらの振動状態を明確に理解できるものとして、前述の電極電荷分布関数Q (X) を上げることができる。図5に本発明の図7に関するQ (X) の計算結果を示す。図中の横軸は素子の位置座標X (単位は半波長) であり、縦軸は電極電荷Q (X) の相対値を表示したものである。図中の上段にある5 0 1が対称(A 0, -A 0) 状態のQ (X) eであり、下段の5 0 2は斜対称(A 0, A 0) 状態のQ (X) oである。図5に示す通り前記Q (X) eは素子の中央位置を示す1点鎖線5 0 3に関してほぼ線対称な偶関数となっていることがわかる。一方、前記Q (X) oは1点鎖線5 0 3の左側の関数を右側に平行移動して得られる点対称な奇関数となっていることがわかる。

#### 【0043】

つぎに、図6を用いて前述の複数の固有振動モードS 0, A 0, S 1, A 1, ..., 等から1個のモードを選択する方法についての本発明の技術手段を説明する。図中の上段は斜対称(A 0, A 0) 状態の電極電荷Q (X) である(6 0 1)。また、丸印の6 0 3と6 0 4は前記のQ (X) = 0となる座標位置X 0 0 (6 0 3), X 0 1 (6 0 4)である。本発明においては、前記X 0 0 とX 0 1の両側で電極電荷の位相が180度反転することに着目して、下段の6 0 2で示すようなBPSK符号(Binary Phase Shift Keying)のような正負極性の位相変調をIDT1とIDT2に施すを行っている。6 0 2の関数における1は位相0度に対応し(これは、複素数平面における単位円上の実軸の値+1である複素数 $e^{x p}(j 0)$ に対応する)、-1は $\pi$ に対応している(これは、複素数平面における単位円上の実軸の値-1である複素数 $e^{x p}(j \pi)$ に対応する)。このような符号値をとる変調方式はBPSKと呼ばれる。関数6 0 2のような全体を、仮にBPSK位相重み付けとなすけてBPSKWで表すと、この場合は $BPSKW = (1, -1/-1, 1)$ となる。前記/は中央位置であることを示した。他の例として、選択し利用するモードがS 1であれば $BPSKW = (1, -1, 1/1, -1, 1)$ であり、A 1であれば $BPSK W = (1, -1, 1, -1/-1, 1, -1, 1)$ で与えられる。以下同様に、前記/の左右で対称として高次モードに対応できる。

## 【0044】

最後に以上の本発明の手段により、前記STWカットを用いて構成した2.5 GHzのVCSO用途である縦2重モード型SAWフィルタの伝送特性を図7と図8に示した。図7については既に説明したので省略する。

## 【0045】

図8において、上段の801と802は各々S1モードを利用した場合のフィルタ伝送特性801と、前述のBPSKW符号802である。一方、下段の803と804はA1モードを利用した場合のフィルタ伝送特性803とBPSKW符号804である。いずれのモードにおいても500 ppm程度の通過帯域幅と十分な帯域外抑圧特性を得ることができている。従って、モード選択に使用されたBPSKW符号が妥当であると言える。さらに説明を加えると、使用された圧電体平板が、水晶Yカット平板を電気軸回りに反時計方向に35度から42度回転した平板におけるZ'軸方向に伝播する弾性表面波を利用するSTWカットであり、アルミニウム電極の膜厚H対弾性表面波の波長λの比H/λは0.03から0.05であり、S1モード利用の場合には前記のすだれ上電極のトータル和Mが120であり、かつ前記電極指の交差幅比WCRが85波長であり、A1モード利用の場合には前記のすだれ上電極のトータル和Mが150であり、かつ前記電極指の交差幅比WCRが75波長あたりで平坦特性が得られている。

## 【0046】

以上説明した通り、本発明は従来の基本波S0モード利用の縦2重モード型SAWフィルタを、新規に高次モードに拡張して2重モード型のSAWフィルタを構成できることを示したものであることを付け加える。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例の縦2重モード型SAWフィルタを示す平面図。

【図2】 本発明の一実施例に使用するSTWカットが示す反射係数特性図。

【図3】 本発明に使用する振動変位の状態を制御する手段を解説する概念図。

【図 4】 本発明の一実施例である A 0 モードを利用した縦 2 重モード型 S A W フィルタが有する包絡線振幅変位 U (X) を示す図。

【図 5】 本発明の一実施例である A 0 モードを利用した縦 2 重モード型 S A W フィルタが有する電極電荷分布 Q (X) を示す図。

【図 6】 本発明の一実施例である A 0 モードを利用した縦 2 重モード型 S A W フィルタが有する電極の位相重み付け法を示す図。

【図 7】 本発明の一実施例である A 0 モードを利用した縦 2 重モード型 S A W フィルタが有する伝送特性を示す図。

【図 8】 本発明の他の実施例である S 1 と A 1 モードを利用した縦 2 重モード型 S A W フィルタが有する伝送特性と電極の位相重み付け法を示す図。

【図 9】 従来の基本波 S 0 モードを利用した S T W カット、 2.5 G H z の縦 2 重モード型 S A W フィルタについて 50 Ω 系での伝送特性を示す特性図。

【図 10】 従来の基本波 S 0 モードを利用した典型的な縦 2 重モード型 S A W フィルタの伝送特性を解説する概念図。

【図 11】 従来の基本波 S 0 モードを利用した典型的な縦 2 重モード型 S A W フィルタが有する振動変位の包絡線振幅関数形状を示す図。

【図 12】 従来の基本波 S 0 モードを利用した典型的な縦 2 重モード型 S A W フィルタが有する電極電荷分布関数 Q (X) を示す図。

【図 13】 本発明に使用する水晶 S T W カットの方位を示す図。

【図 14】 本発明の縦 2 重モード型 S A W フィルタの動作原理示す概念図

。

#### 【符号の説明】

1 0 0 圧電体平板

1 0 1 反射器 1

1 0 2 反射器 2

1 0 3 I D T 1

1 0 4 I D T 2

1 0 5 制御 I D T 3

1 1 2 位相重み付け関数

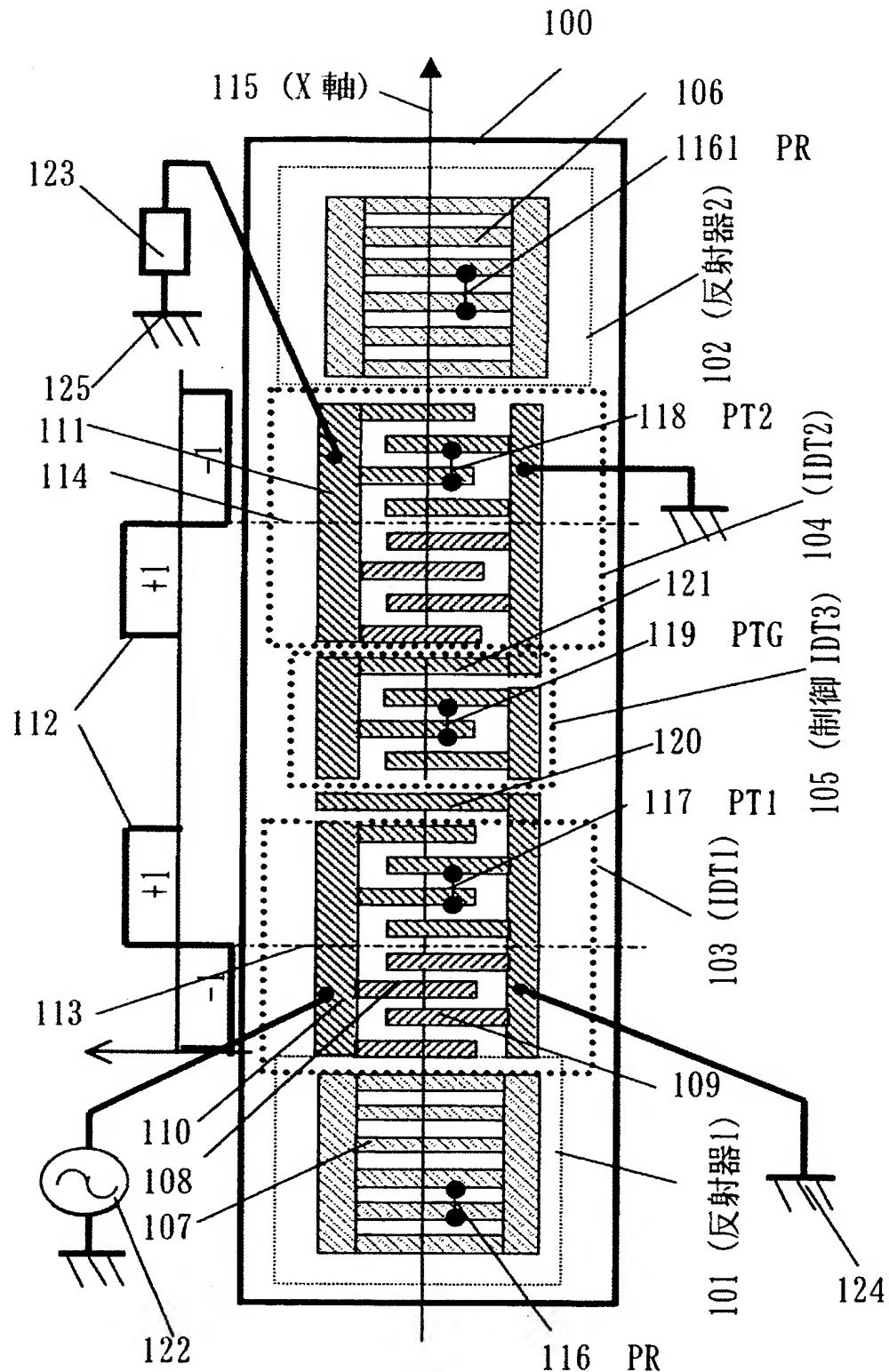
120, 121 交差導体

122 信号源

123 負荷抵抗

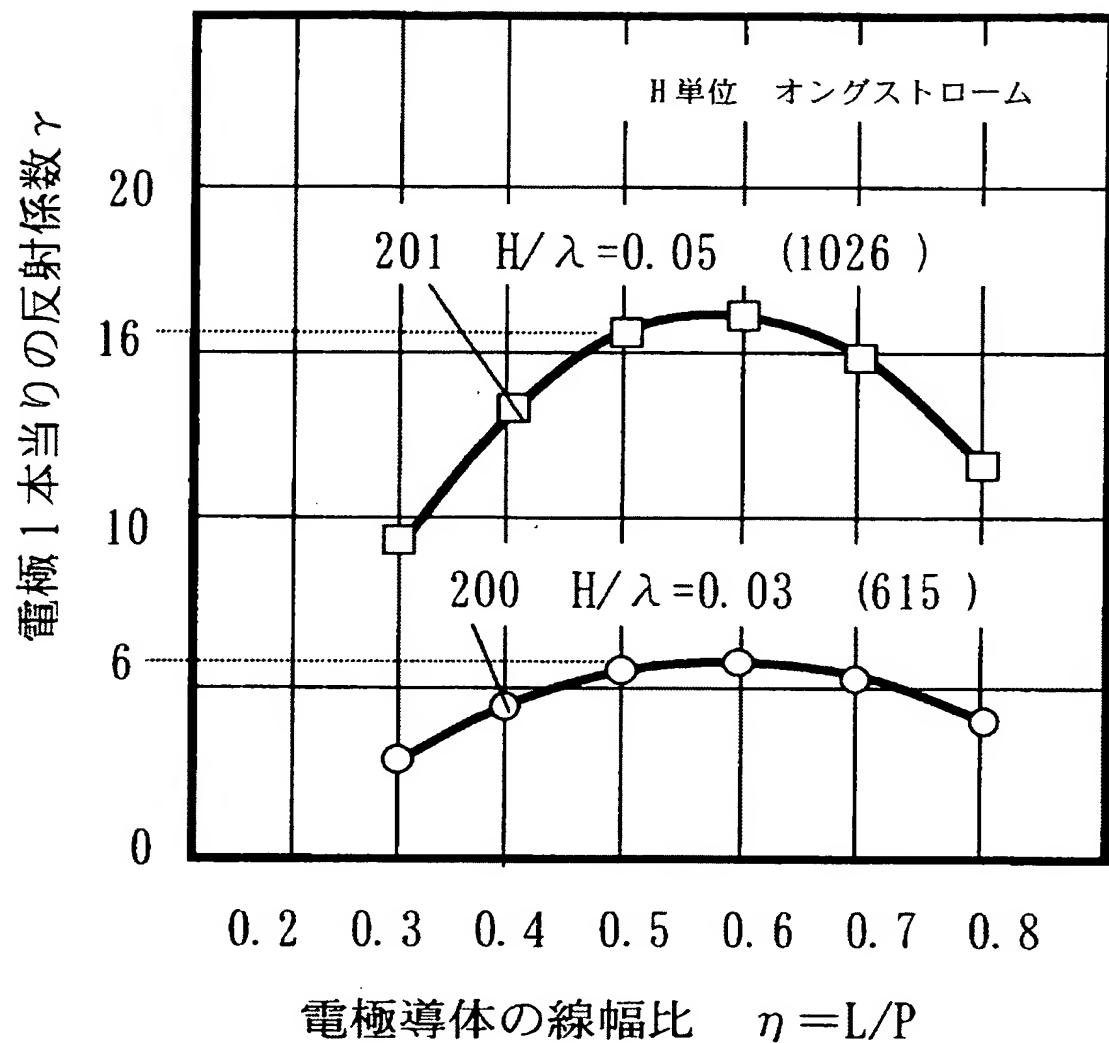
【書類名】 図面

【図1】

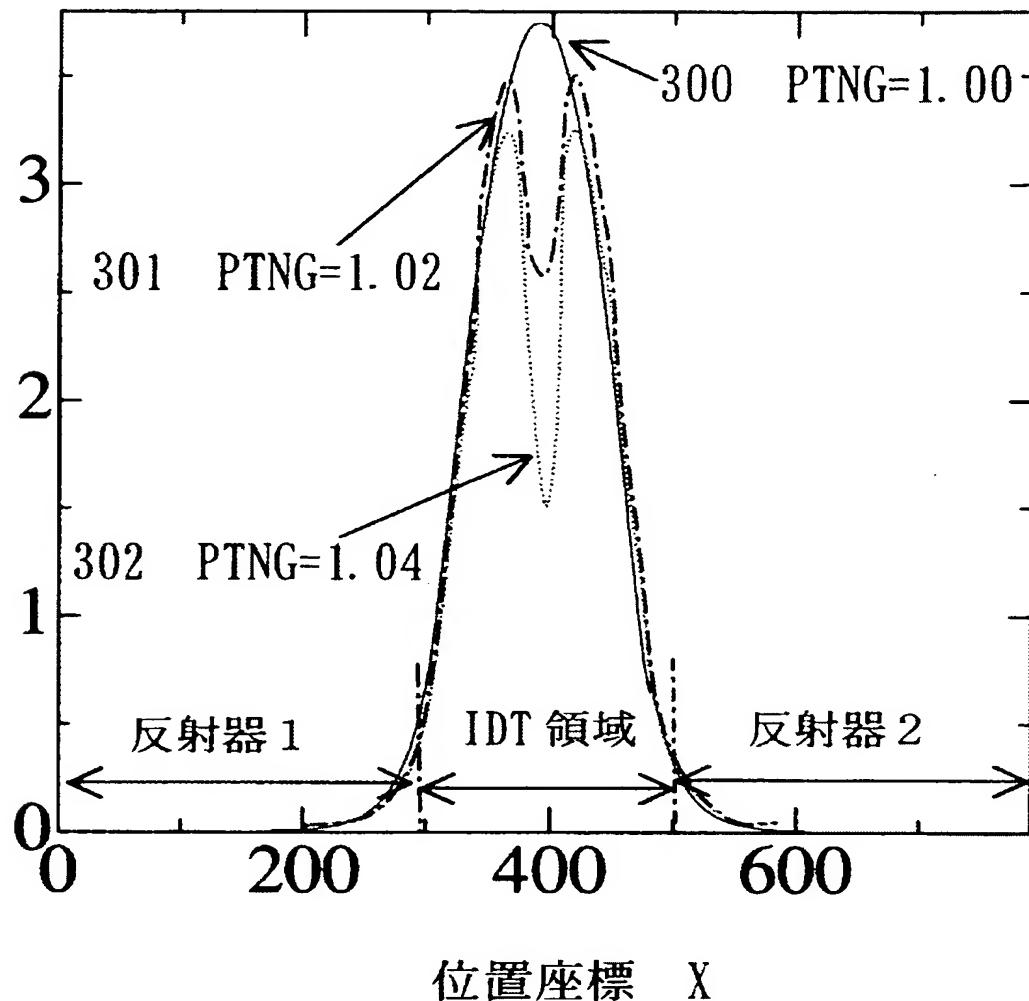


【図2】

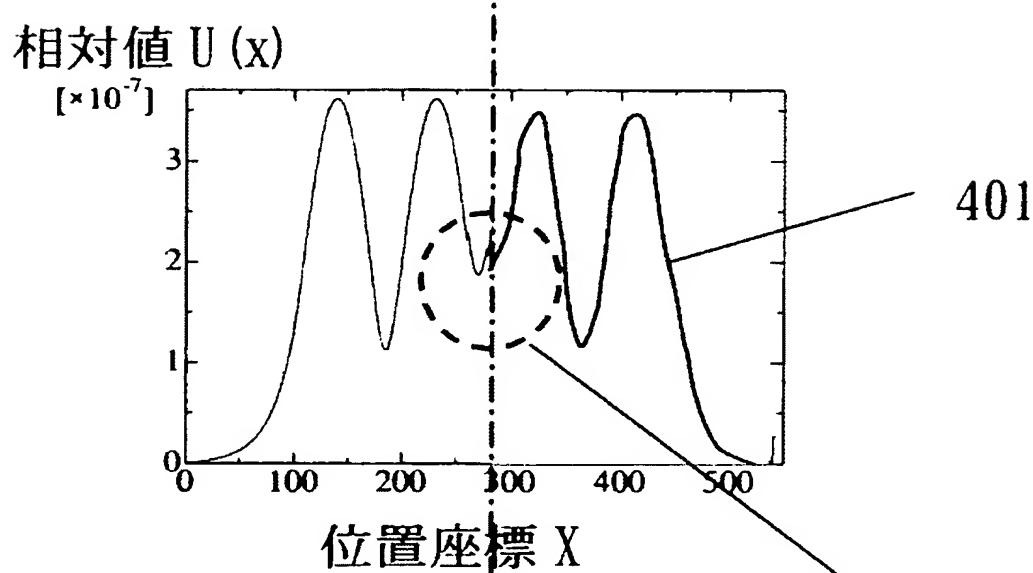
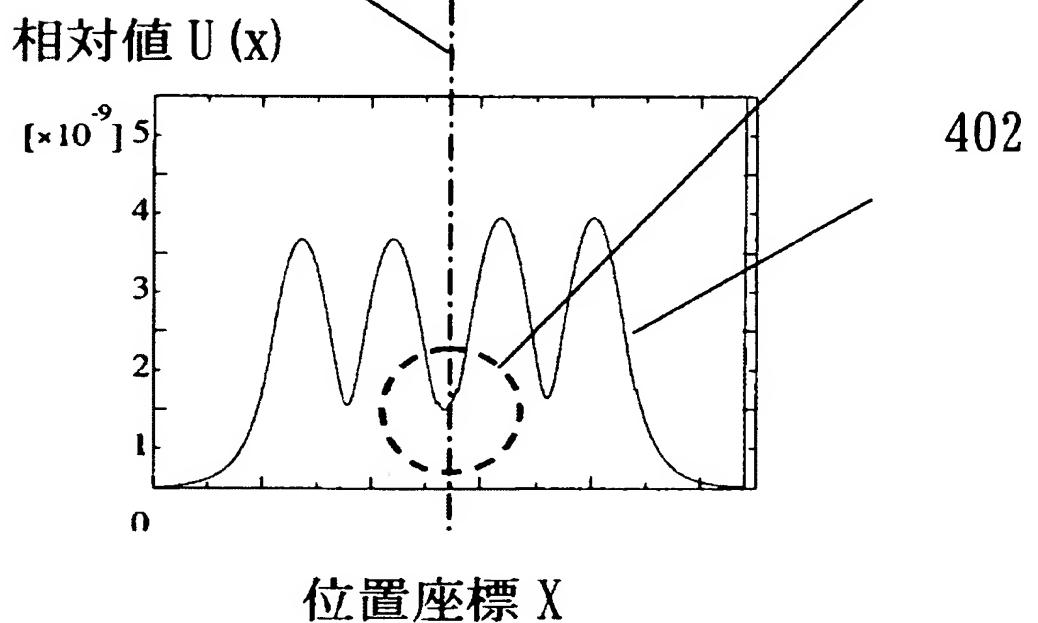
## STW(0, 127±2, 90) の反射係数特性



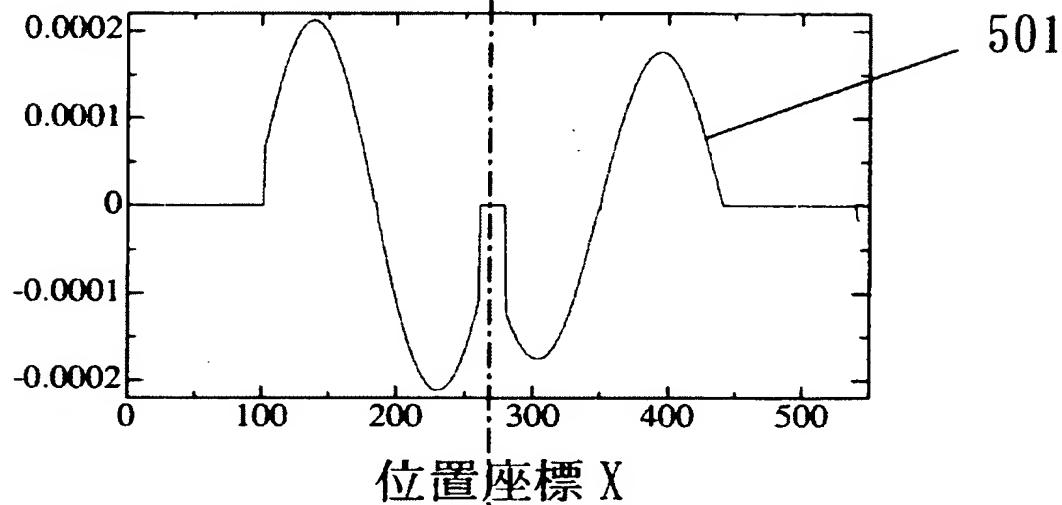
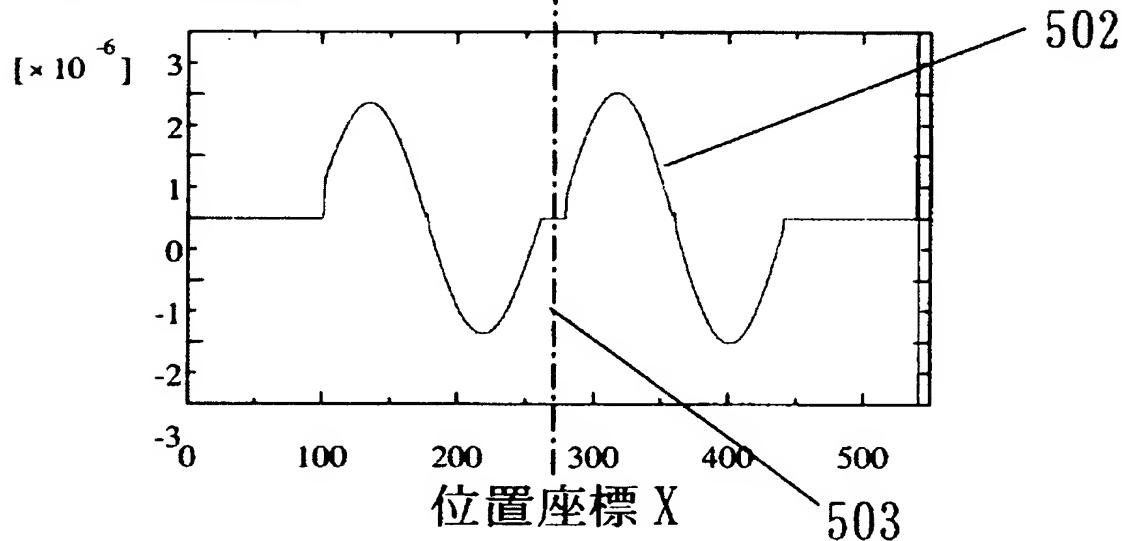
【図3】

相対包絡線変位  $U(X)$ 

【図4】

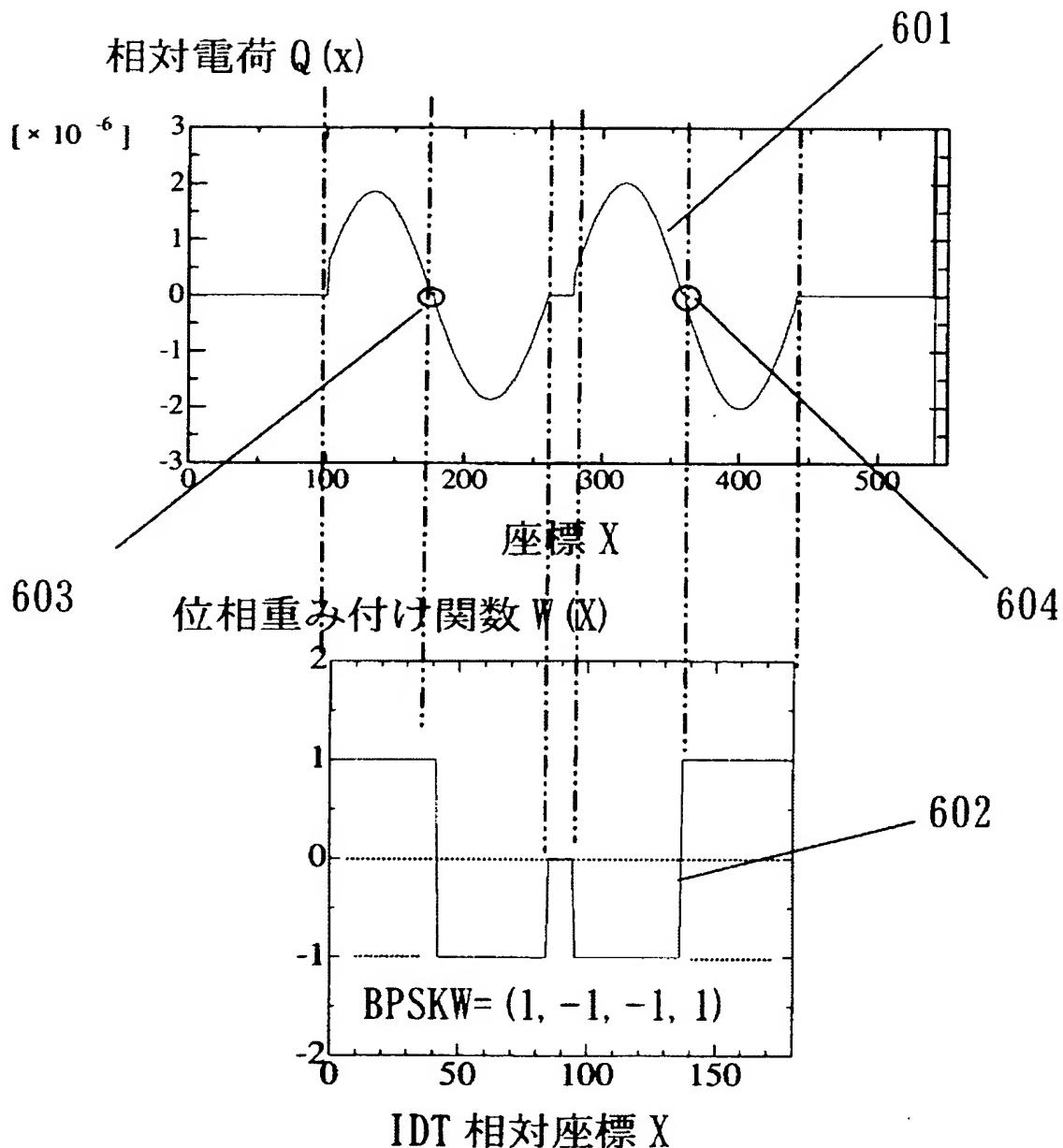
対称:  $(A0, -A0)$ 斜対称  $(A0, A0)$ 

【図5】

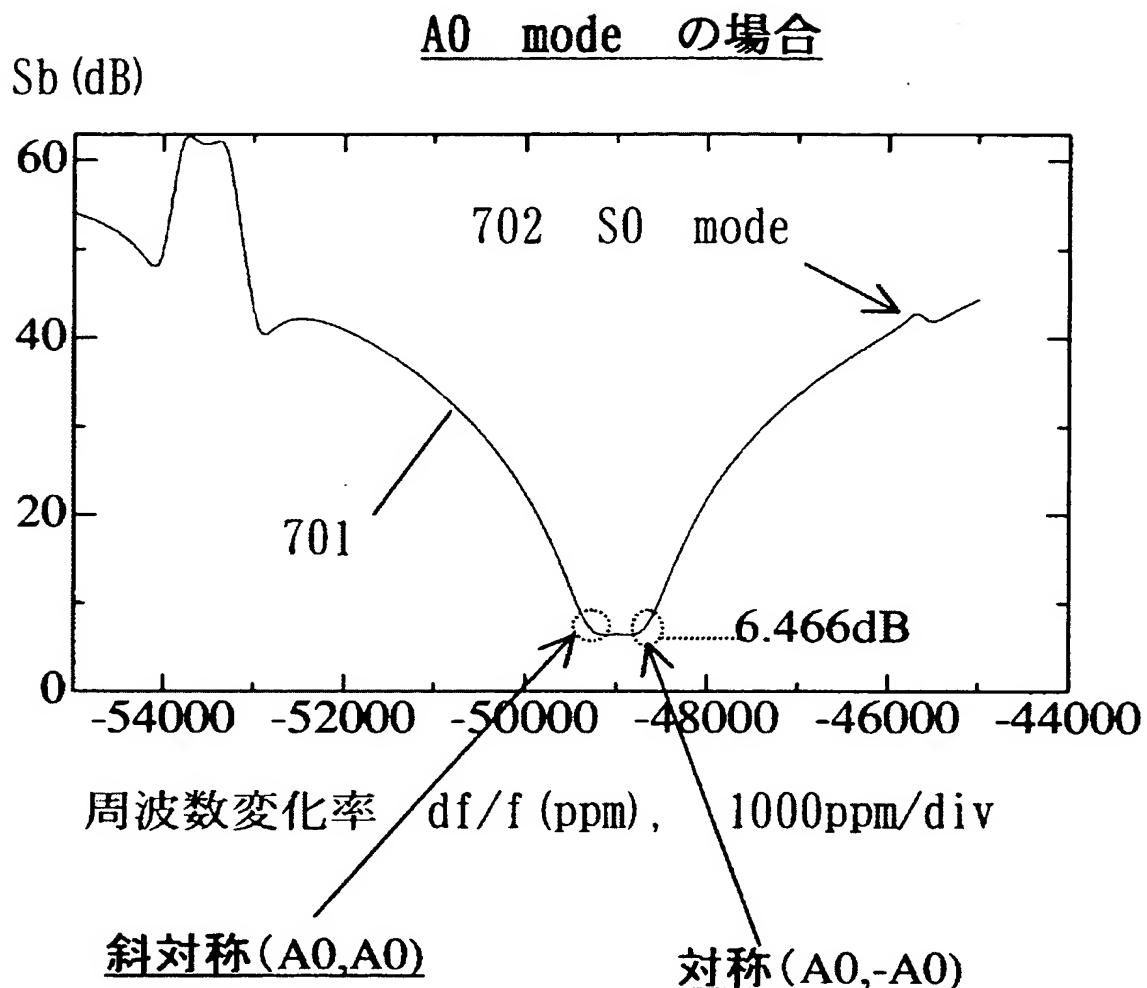
対称 (A0, -A0)相対電極電荷  $Q(X)$ 斜対称 (A0, A0)相対電極電荷  $Q(X)$ 

503

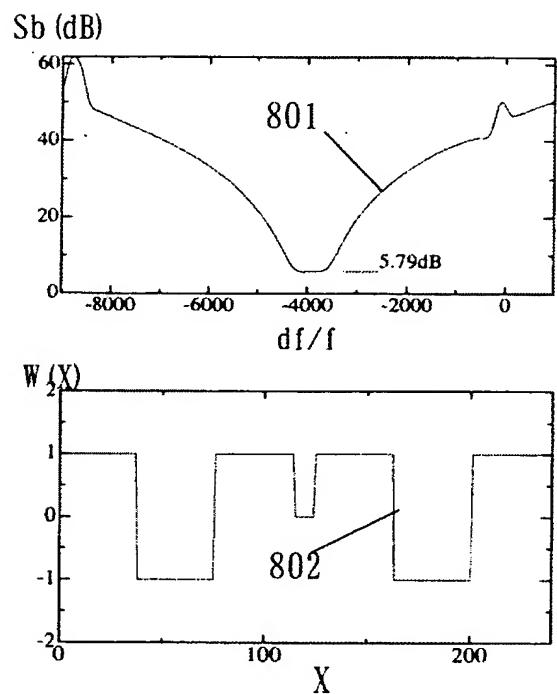
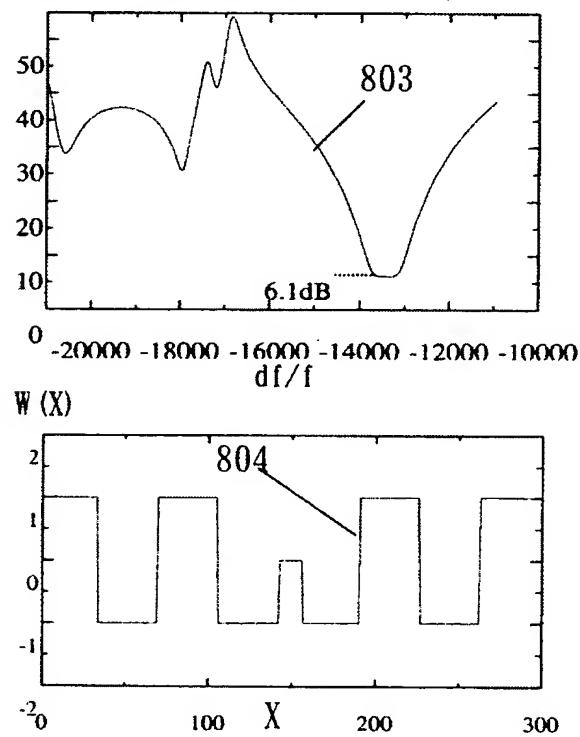
【図 6】

斜対称 (A0, A0) 状態

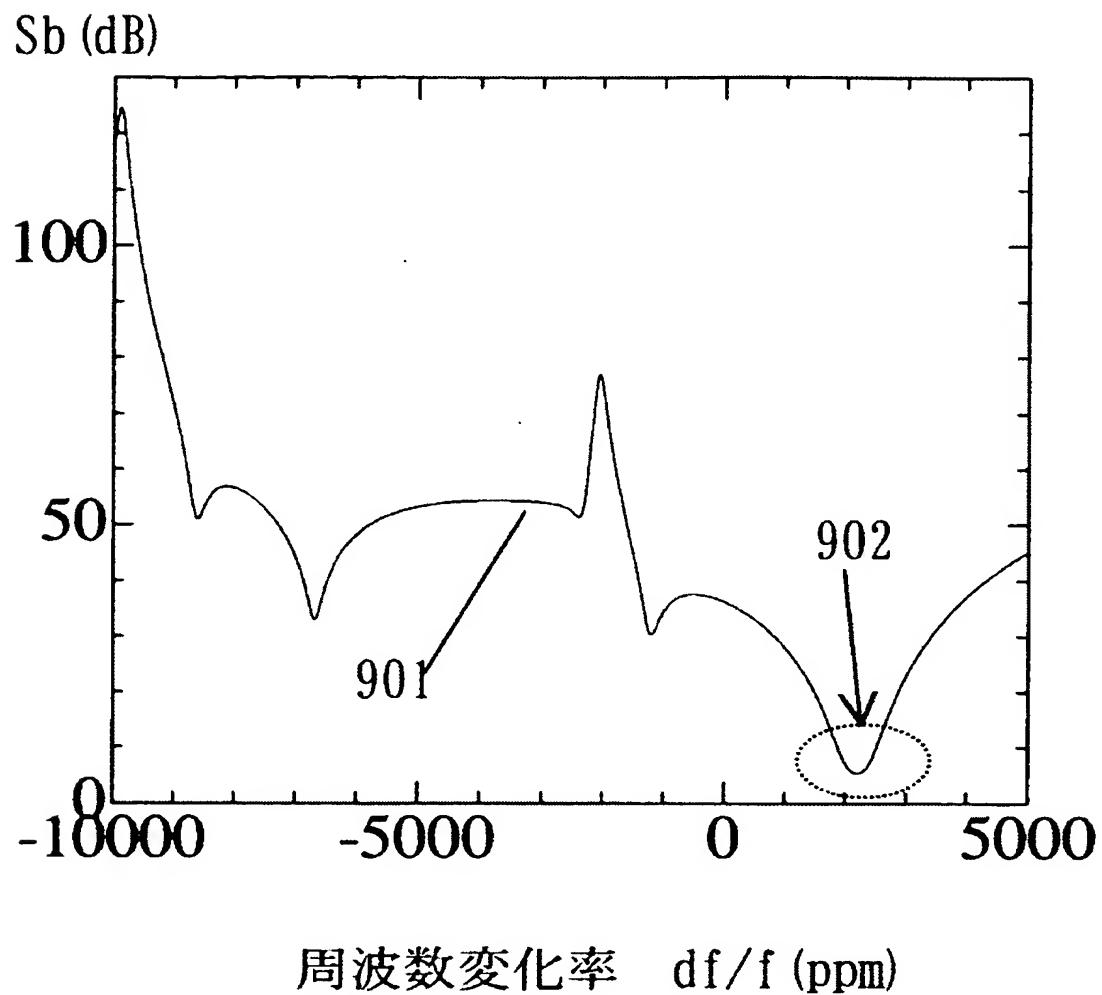
【図7】



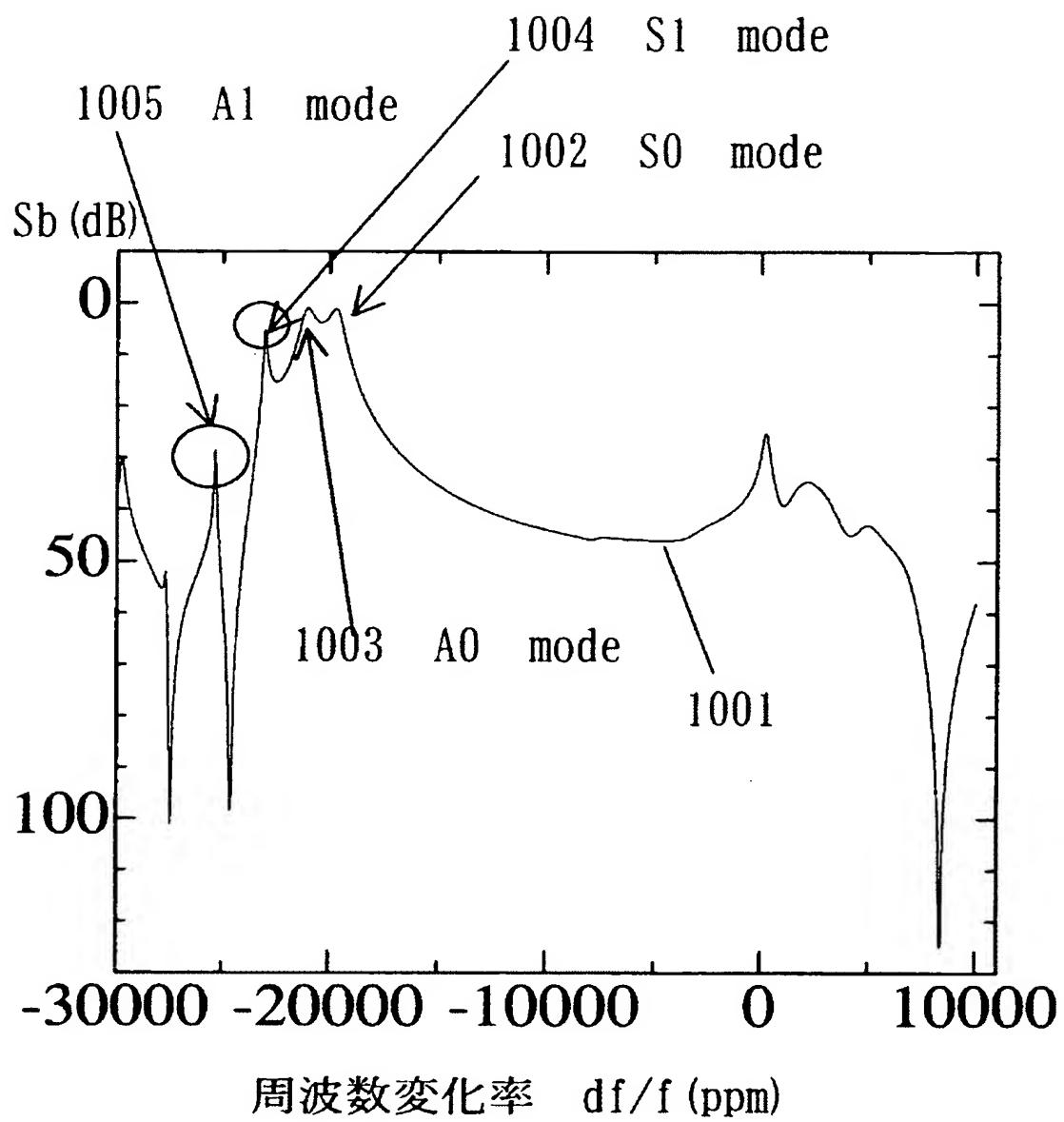
【図8】

S1 mode 利用の場合A1 mode 利用の場合

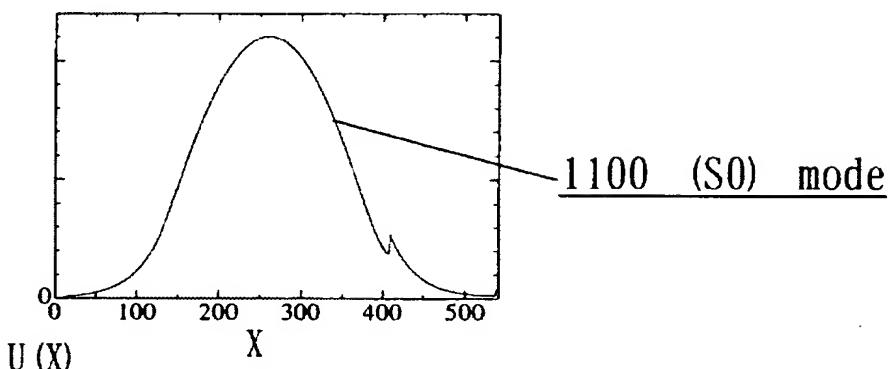
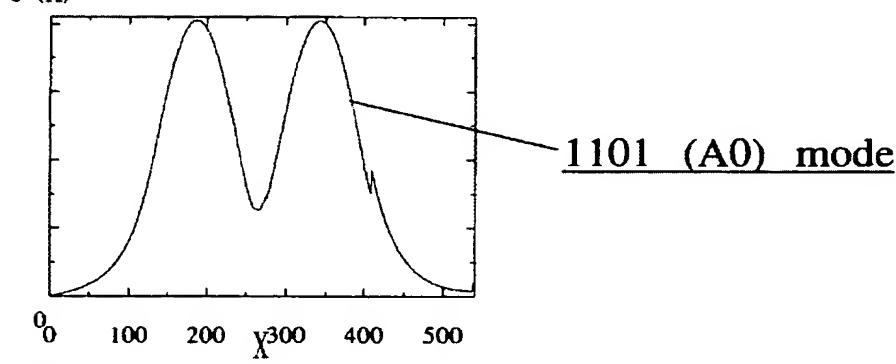
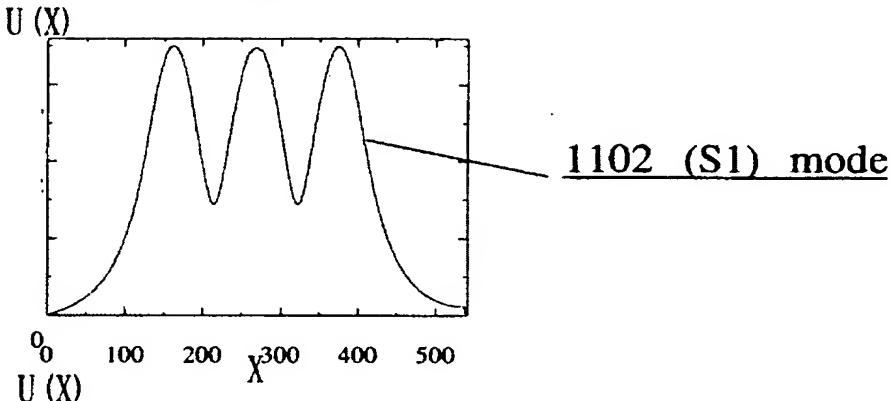
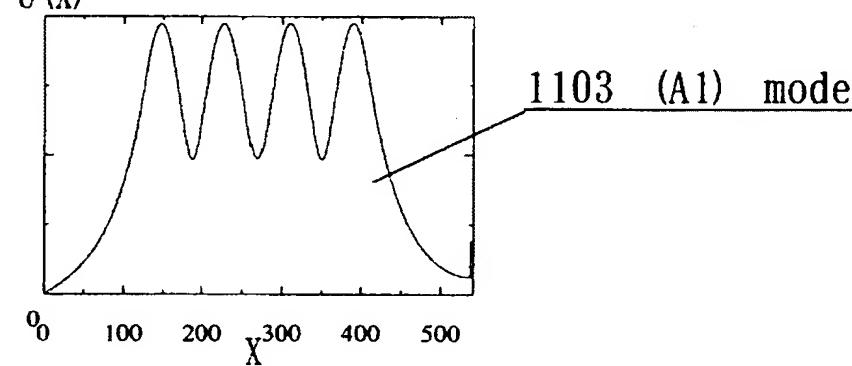
【図9】

S0 mode 利用の場合

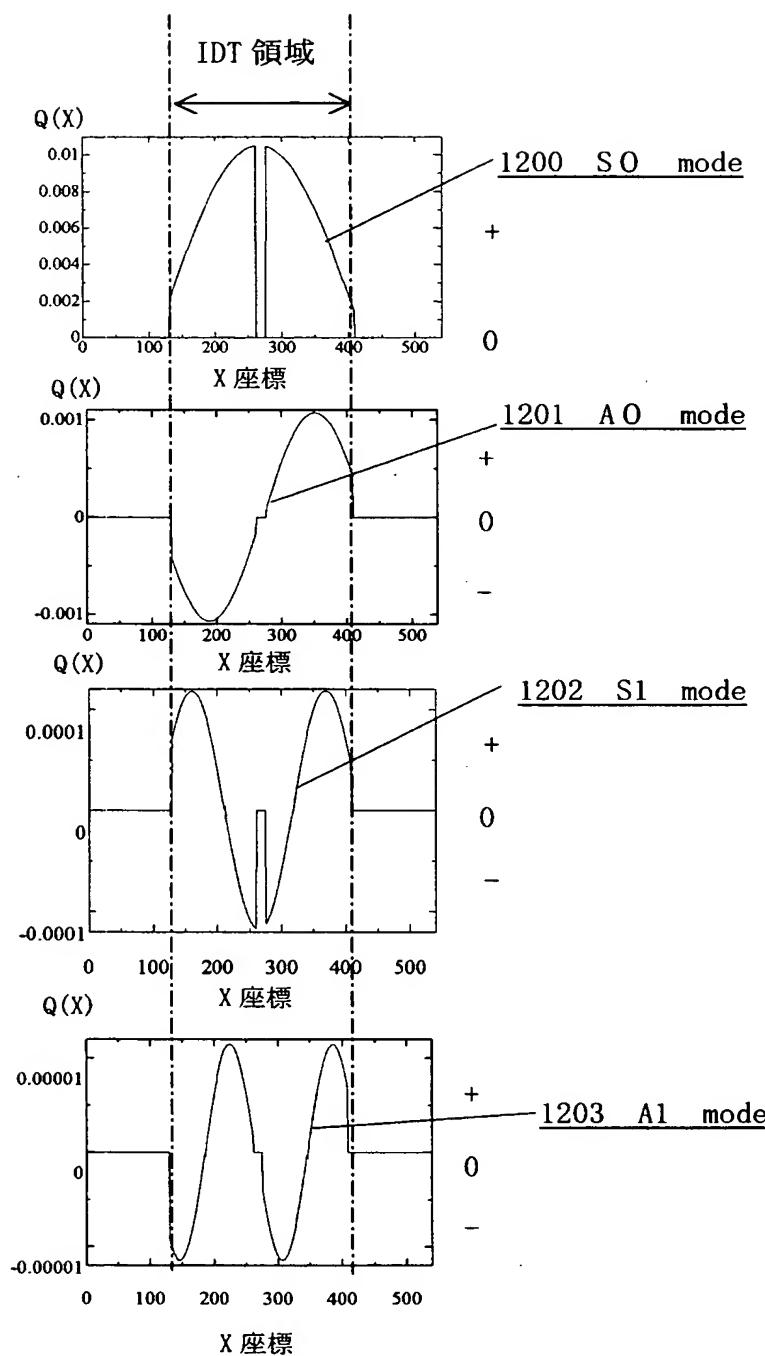
【図10】



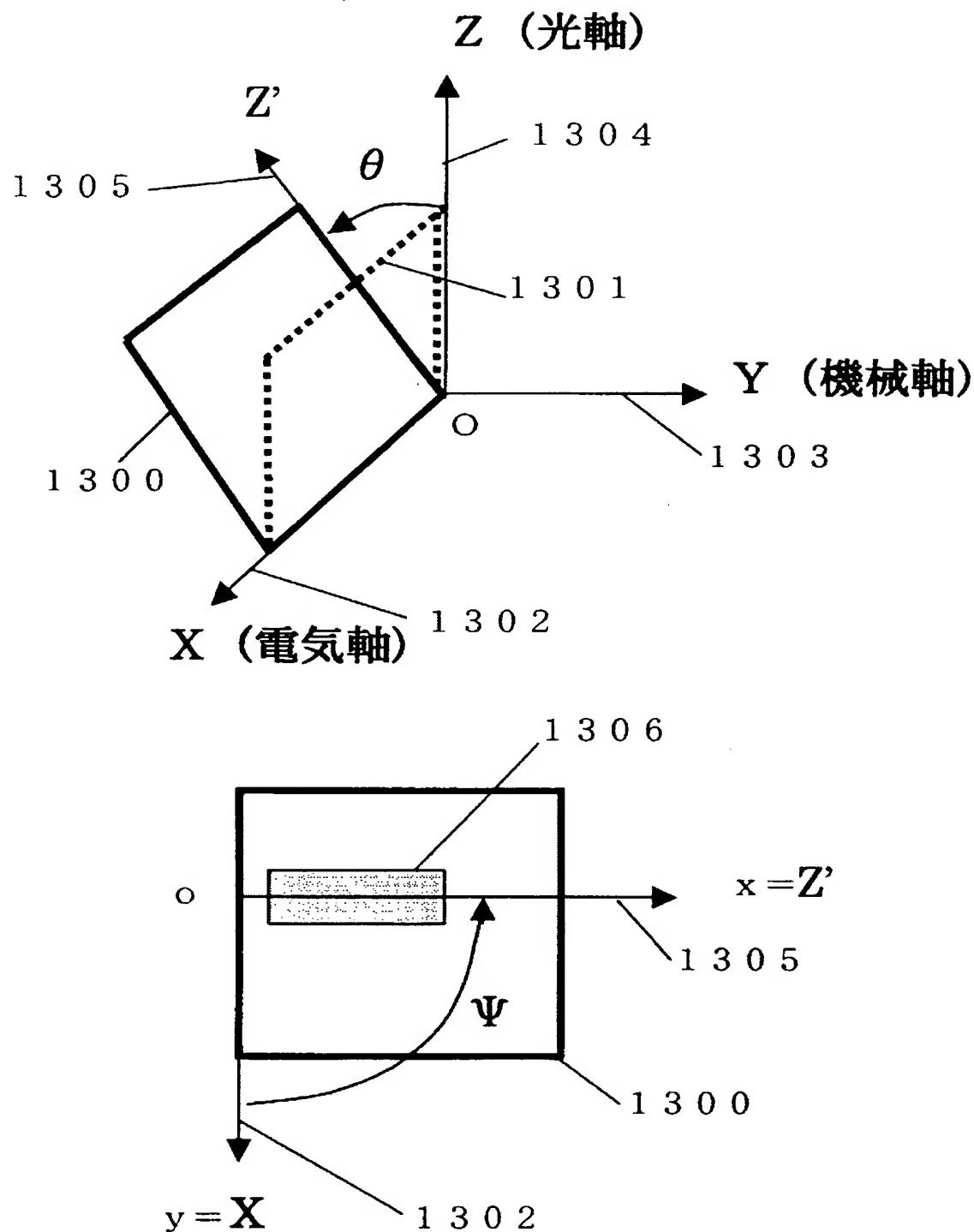
【図 1 1】

 $U(X)$ 1100 (S0) mode1101 (A0) mode1102 (S1) mode1103 (A1) mode

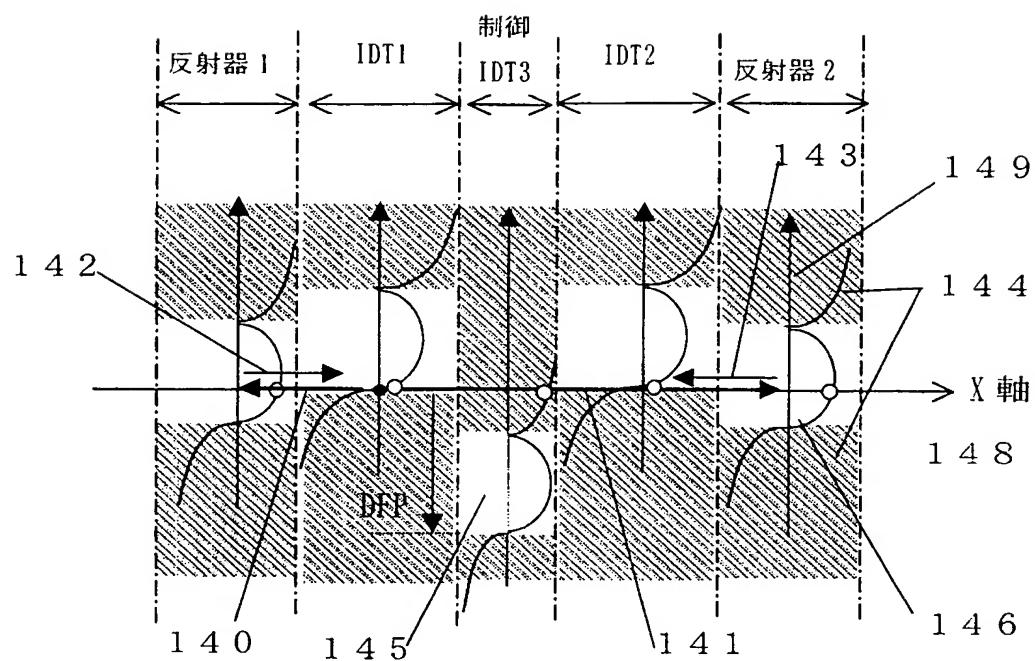
【図 1-2】



【図13】



【図14】



【書類名】 要約書

【要約】

【目的】 本発明は電極導体による反射係数が大きな基板において、通過帯域特性が平坦な縦2重モード型SAWフィルタを提供する。

【解決手段】 縦2重モード型SAWフィルタにおいて、第1と第2の各々のすだれ状電極領域において、高次固有モード振動変位A0, S1, A1のほぼ全体を存在させて、かつ前記振動の固有モードが発生する電極上に発生する電極電荷分布関数Q(x)の極性変化点で位相符号が0とπに変化するBPSK符号に対応する電極指位相重み付けを形成して、利用する前記弾性表面波の伝搬方向Xに定在する单一の固有モード対を選択して、IDT1とIDT2の領域に対応して、対称モード電荷分布(Q(x), -Q(x))および斜対称モード電荷分布(Q(x), Q(x))を発生させて、さらに制御IDT3領域の前記PTNGを1.02～1.04の範囲に設定することにより、両者を結合せしめて構成したたことを特徴とする。

【選択図】 図1

特願 2003-035111

出願人履歴情報

識別番号 [000002369]

1. 変更年月日 1990年 8月20日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号

氏 名 セイコーエプソン株式会社